

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-239189
(43)Date of publication of application : 31.08.1999

(51)Int.CI. H04L 27/18
H04B 1/04
H04L 27/34

(21)Application number : 10-323636 (71)Applicant : LUCENT TECHNOL INC
(22)Date of filing : 13.11.1998 (72)Inventor : MUJTABA SYED AON

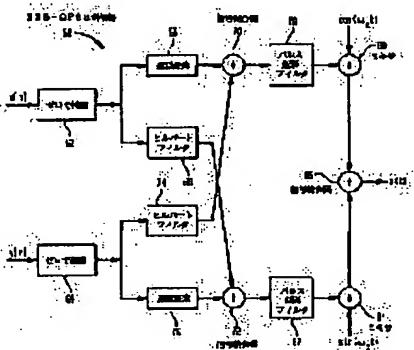
(30)Priority
Priority number : 97 970987 Priority date : 14.11.1997 Priority country : US

(54) METHOD AND DEVICE FOR GENERATING MODULATED SINGLE SIDE BAND SIGNAL

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a technique for allowing modulation of signals by performing modulation to cosine carrier wave signals for the Hilbert transformation of common-mode data signals and quadrature phase data signals and performing modulation to sine carrier wave signals for the Hilbert transformation of the quadrature phase data signals and the common-mode data signals.

SOLUTION: An SSB-QPSK transmitter 60 is provided with interpolation devices 62 and 64 for interpolating respective data brought by input signals $X[n]$ and $Y[n]$ by zero. Interpolated signals $X[n]$ are separated into two parts, one part is delayed by a delay element 66 and the other part is Hilbert transformed in a Hilbert filter 68. The delayed version of $X[n]$ from the delay element 66 is supplied to a signal coupler 70 and the Hilbert transformation of $X[n]$ is supplied to another signal coupler 72. The delay of the delay element 66 is selected so as to match the delay by the Hilbert filter 68.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	14.01.2000
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	26.11.2002
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	3432156
[Date of registration]	23.05.2003
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	2003-02918
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	24.02.2003
[Date of extinction of right]	

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(51) Int.Cl.^a
 H 04 L 27/18
 H 04 B 1/04
 H 04 L 27/34

識別記号

F I
 H 04 L 27/18
 H 04 B 1/04
 H 04 L 27/00

Z
 G
 E

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平10-323636

(22)出願日 平成10年(1998)11月13日

(31)優先権主張番号 08/970987

(32)優先日 1997年11月14日

(33)優先権主張国 米国(US)

(71)出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
 レイテッド
 Lucent Technologies
 Inc.
 アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ
 ー、マーレーヒル、マウンテン アベニュー
 600-700

(72)発明者 シエッド アオン ミュタバ
 アメリカ合衆国, 07922 ニュージャージ
 ー、パークレイ ハイツ、ホリー グレン
 サウス 65

(74)代理人 弁理士 三俣 弘文

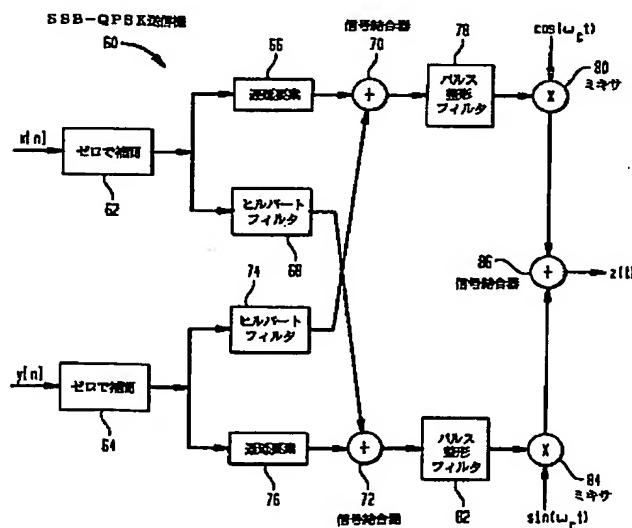
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 変調された単側波帯信号を生成する方法および装置

(57)【要約】

【課題】 ビット誤り率性能を向上させることができない SSB-QPSK 変調を提供する。

【解決手段】 信号を QPSK, QAM および他の類似の変調フォーマットで、単側波帯 (SSB) 信号として送信するための方法、装置およびシステムである。SSB-QPSK 送信機は、同相データ信号および直交位相データ信号を受け取る。同相データ信号と直交データ信号のヒルバート変換でコサイン搬送波信号が変調され、直交位相データ信号と同相データ信号のヒルバート変換とでサイン搬送波信号が変調され、変調されたサインおよびコサイン搬送波信号は、結合されて変調された SSB-QPSK 信号を提供する。同相および直交位相データ信号は、時間整列された信号であり、これは、交番する時刻においてゼロ値を含むように、変調に先だって補間される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 同相データ信号 ($x[n]$) と直交位相データ信号の変換とで第 1 の搬送波信号を変調するステップと、

直交位相データ信号 ($y[n]$) と同相データ信号の変換とで第 2 の搬送波信号を変調するステップとを有し、前記変調された第 1 および第 2 の搬送波信号は、結合されたときに、変調された単側波帯信号を提供することを特徴とする通信システムにおける伝送のための変調された単側波帯信号を生成する方法。

【請求項 2】 前記変調された単側波帯信号は、単側波帯四相位相偏移変調 (QPSK) 信号であることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】 前記同相データ信号と直交位相データ信号の変換とで第 1 の搬送波信号を変調するステップが、補間された同相データ信号と補間された直交位相データ信号のヒルバート変換とでコサイン搬送波信号を変調するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】 前記直交位相データ信号と同相データ信号の変換とで第 2 の搬送波信号を変調するステップが、補間された直交位相データ信号と補間された同相データ信号のヒルバート変換とでサイン搬送波信号を変調するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 5】 前記同相および直交位相データ信号が、時間整列された信号であることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】 前記同相データ信号と直交位相データ信号の変換とで第 1 の搬送波信号を変調するステップが、直交位相データ信号の部分のヒルバート変換で前記同相データ信号の部分を時間インタリープするステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 7】 前記直交位相データ信号と同相データ信号の変換とで第 2 の搬送波信号を変調するステップが、同相データ信号の部分のヒルバート変換で直交位相データ信号の部分を時間インタリープするステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 8】 前記同相および直交位相信号は、交番する時刻においてゼロ値を含むように補間されて、それらの対応するヒルバート変換も、交番するゼロ値を示すことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 9】 同相データ信号と直交位相データ信号の変換とで第 1 の搬送波信号を変調するように動作可能な同相チャネルと、

前記直交位相データ信号と前記同相データ信号の変換とで第 2 の搬送波信号を変調するように動作可能な直交位相チャネルとを有し、

前記変調された第 1 および第 2 の搬送波信号は、結合されたときに、変調された単側波帯信号を提供することを

特徴とする通信システムにおける伝送のための変調された単側波帯信号を生成する装置。

【請求項 10】 前記変調された単側波帯信号は、単側波帯四相位相偏移変調 (QPSK) 信号であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 11】 前記同相チャネルは、補間された同相データ信号と補間された直交位相データ信号のヒルバート変換とでコサイン搬送波信号を変調するようにさらに動作可能であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 12】 前記直交位相チャネルは、補間された直交位相データ信号と、補間された同相データ信号のヒルバート変換とでサイン搬送波信号を変調するようにさらに動作可能であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 13】 前記同相および直交位相データ信号は、時間整列された信号であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 14】 前記同相チャネルは、直交位相データ信号の部分のヒルバート変換で前記同相データ信号の部分を時間インタリープするようにさらに動作可能であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 15】 前記直交位相チャネルは、前記同相データ信号の部分のヒルバート変換で前記直交位相データ信号の部分を時間インタリープするようにさらに動作可能であることを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 16】 前記同相および直交位相チャネルは、それぞれ同相および直交位相信号を補間するようにさらに動作可能であり、前記同相および直交位相信号は、交番する時刻においてゼロ値を含み、その対応するヒルバート変換も、交番するゼロ値を示すことを特徴とする請求項 9 記載の装置。

【請求項 17】 同相データ信号と直交位相データ信号の変換を復元するために、第 1 の搬送波信号を復調するステップと、

前記直交位相データ信号と前記同相データ信号の変換を復元するために、第 2 の搬送波信号を復調するステップとを有し、

前記同相データ信号の変換は、前記同相データ信号の検波を改善するために使用され、前記直交位相データ信号の変換は、前記直交位相データ信号の検波を改善するために使用されることを特徴とする通信システムにおいて受信された単側波帯信号を復調する方法。

【請求項 18】 同相データ信号と直交位相データ信号の変換を復元するために、第 1 の搬送波信号を復調するための同相チャネルと、

直交位相データ信号と同相データ信号の変換を復元するために、第 2 の搬送波信号を復調するための直交位相チャネルとを有し、

前記同相データ信号の変換は、同相データ信号の検波を改善するために使用され、前記直交位相データ信号の変

換は、前記直交位相データ信号の検波を改善するために使用されることを特徴とする通信システムにおいて受信された単側波帶信号を復調するための装置。

【請求項19】 同相データ信号と直交位相データ信号の変換とで第1の搬送波信号を変調するように動作可能な同相チャネルと、

直交位相データ信号と同相データ信号の変換とで第2の搬送波信号を変調するように動作可能な直交位相チャネルとを含む変調された送信信号を生成するための送信機と、

同相および直交位相データ信号を復元するために、前記送信信号を処理する前記変調された送信信号を受信するための受信機とを有し、

前記変調された第1および第2の搬送波信号は、結合されたときに、変調された送信信号を提供することを特徴とする通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、通信システムに係り、特に四相位相偏移変調（QPSK）、四相振幅変調（QAM）または他の同様の信号伝送技術を使用する通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】 QPSKに基づく変調技術は、一般に、セルラ、パーソナル通信サービス（PCS）および他のタイプのワイヤレス通信システムにおいて使用される。例えば、QPSKおよびオフセットQPSK（OQPSK）は、TIA/EIA/IS-95「デュアルモード広帯域拡散スペクトラムセルラシステムのための移動局-基地局両立性標準」1996年6月に示されたIS-95標準に基づいて構成されるデジタルワイヤレスシステムにおいて使用される。

【0003】 IS-54, IS-136およびGSMを含む他のワイヤレスシステム標準も、QPSKまたはこれの変形を使用する。図1Aは、従来のQPSK変調器10を示す。同相（I）信号 $x[n]$ は、パルス整形フィルタ12を通り、フィルタ12の出力は、ミキサ14において、コサイン搬送波信号 $\cos(\omega_c t)$ に対して変調される。直交位相（Q）信号 $y[n]$ は、パルス整形フィルタ16を通り、フィルタ16の出力は、ミキ

$$z(t) = \{x[n] \cdot g(t)\} \cos(\omega_c t) + \{y[n] \cdot g(t)\} \sin(\omega_c t) \quad (1)$$

QPSK信号に対して、 $x[n]$, $y[n]$ (± 1) であるとすると、送信される信号 $z(t)$ は次式のよう

$$z(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_n (x_n + jy_n) g(t - nT) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (2)$$

【0009】送信されるQPSK信号 $z(t)$ の複素数ベースバンド等価表現は、次式で定義され得る。

【数3】

$$z_n = x_n + jy_n \quad (3)$$

同様に、SSB信号 $w(t)$ の複素数ベースバンド等価

サ18において、サイン搬送波信号 $\sin(\omega_c t)$ に對して変調される。

【0004】ミキサ14および18からのIおよびQの無線周波数（RF）信号は、信号結合器20へ入力として供給される。信号結合器20は、IおよびQのRF信号を結合し、通信チャネルを介して受信機に送信され得る出力QPSK信号 $z(t)$ を形成する。したがって、QPSK変調は、信号 $z(t)$ のI成分およびQ成分での独立信号を送信することを意味する。

【0005】単一側端帯（SSB）変調は、デジタル伝送アプリケーションよりもむしろアナログ伝送アプリケーションに、歴史的にかなり大きな注目が成されてきた変調技術であり、例えば、W. E. Sabin および E. O. Schoenike (Eds.) "Single Sideband Systems & Circuits," 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1995により詳細に説明されている。

【0006】図1Bは、従来の離散時間SSB変調器30を示す。同相信号 $x[n]$ は、遅延要素32およびパルス整形フィルタ34を通り、フィルタ34の出力は、ミキサ36において $\cos(\omega_c t)$ に對して変調される。上述したようにそれぞれのI成分およびQ成分において独立信号 $x[n]$ および $y[n]$ を伝送するQPSK変調と異なり、SSB変調は、I成分において $x[n]$ を、Q成分において $x[n]$ のヒルバート変換を送信する。

【0007】SSB変調器30中のQ成分は、したがって、 $x[n]$ をヒルバートフィルタ38およびパルス整形フィルタ40を通過することにより、かつミキサ42において、フィルタ40の出力を $\sin(\omega_c t)$ に對して変調することにより生成される。信号結合器44は、ミキサ36および42からのIおよびQのRF信号を結合し、伝送のためのSSB信号 $w(t)$ を生成する。SSB変調は、QPSK変調の半分の数のビットを伝送するが、半分の帯域幅を使用するので、SSB変調およびQPSK変調は、同じスペクトル効率を有する。

【0008】一般に、通常のQPSK信号は、SSB信号として送信され得ない。例えばQPSK変調器10により生成されたQPSK信号 $z(t)$ は、次式のよう

【数1】

書き表すことができる。

【数2】

表現は、次式で書き表される。

【数4】

$$w_n = z_n + j\hat{z}_n \quad (4)$$

【0010】ここで、 $x^*(t) = H\{x(t)\}$ であり、Hはヒルバート変換演算子である。式(3)に定義

された通常のQPSK信号が、SSB信号に変換される場合、得られる信号は次式で与えられる。

【数5】

$$(x - \hat{y}) + j(\hat{x} + y) \quad (5)$$

【0011】式(5)からQPSK信号の通常のSSB変換は、受信機において除去することができないI成分とQ成分との間の激しい干渉となることが分かる。結果として、SSB伝送は、一般に、QPSK通信システムにおいて使用されない。同様の問題が、4相振幅変調(QAM)を含む他のタイプの類似の変調技術を伴うSSB伝送の使用を妨げてきた。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】したがって本発明の目的は、QPSK、QAMまたはSSB信号として送信されるべき他の類似の変調フォーマットを使用して、信号が変調されることを許容する技術を提供する。結果として、本発明は、QPSK、QAMおよび他の変調フォーマットを使用する通信システムにおけるSSB伝送の利益を提供することである。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の一実施形態において、同相データ信号 $x[n]$ および直交位相データ信号 $y[n]$ のヒルバート変換 H_y は、コサイン搬送波信号に対して変調され、直交位相データ信号 $y[n]$ および同相データ信号 $x[n]$ のヒルバート変換 H_x は、サイン搬送波信号に対して変調される。この $x[n]$ および $y[n]$ 信号は、交番する時刻におけるゼロ値を含むように、変調に先立って挿入された時間的に整列された信号である。

【0014】したがって、それらの対応するヒルバート変換 H_x および H_y は、交番するゼロ値を示す。この交番するゼロの配置は、変調プロセスにおいて $x[n]$ と $y[n]$ との間のいかなる干渉も生じることなしに、 $x[n]$ が H_y でインタリープされることを許容し、かつ $y[n]$ が H_x でインタリープされることを許容する。変調されたコサインおよびサイン搬送波信号は、結合されて、伝送のための変調されたSSB-QPSK信号を生成する。SSB-QPSK信号は、受信機において復調され得る。受信機は、 $x[n]$ および $y[n]$ データ信号の両者を復元するために、コヒーレント直交検波を使用する。

【0015】本発明の変調技術は、従来のSSBおよびQPSK変調と実質的に同じスペクトル効率を提供するが、特定のアプリケーションにおいて、SSBおよびQ

PSKの両者を上回る利点を提供することができる。例えば、レイリーフェージングされた移動体無線チャネルにおける等価欠陥の存在において、本発明のSSB-QPSK変調は、従来のSSBまたはQPSK変調よりもよりよいビット誤り率(BER)性能を提供することができる。

【0016】

【発明の実施の形態】本発明は、以下に、単側波帶(SB)四相位相偏移(QPSK)変調を使用する例示的な通信システムとの関係で示される。しかし、本発明は、いかなる特定のタイプの通信システムまたは変調フォーマットと共に使用することに限定されるものではなく、QPSK 4相振幅変調(QAM)またはSSBフォーマットにおける他の類似の変調技術を使用して変調された信号を送信するために望ましいかなるシステムにもより広範に適用可能であることに留意されなければならない。

【0017】例えば、本発明は、IS-54, IS-95, IS-136およびGSM標準に従って構成されるシステムを含む多様なワイヤレス通信システムにおいて使用され得る。本発明が使用され得るこれらおよび他の通信システムに関する更なる詳細は、例えば、T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice," Prentice-Hall, NJ, 1996に示されている。

【0018】本発明は、QPSK, QAMおよび他の類似の変調フォーマットにおいて変調された信号をSSB信号として送信されることを可能にする技術を提供する。結果として、本発明は、QPSK, QAMおよび他の類似の変調フォーマットを使用する通信システムにおけるSSB伝送の利益を提供する。本発明の作用を説明するために、まず、離散ヒルバート変換が詳細に説明される。

【0019】理想的なヒルバート変換器は、入力信号を90度回転させる全通過フィルタと考えられる。理想的なヒルバート変換器の周波数特性は、したがって次式で与えられる。

【数6】

$$H(\omega) = \begin{cases} -j & 0 < \omega \leq \pi \\ 0 & \omega = 0 \\ j & -\pi < \omega < 0 \end{cases} \quad (6)$$

理想的なヒルバート変換器の結果としてのインパルス応答は、次式で与えられる。

【数7】

(7)

【0020】式(7)から分かるように、ヒルバート変換器のインパルス応答は、因果関係がなくかつ期間にお

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2 \sin^2(\pi n/2)}{\pi n} & n \neq 0 \\ 0 & n = 0 \end{cases}$$

いて無限である。特定のアプリケーションにおいて、このヒルバート変換器は、有限個数Nのフィルタタップを

含み、ここでNは、そのアプリケーションにおいて達成されることが必要とされるS S B抑制の程度に基づいて選択される。またあるウインドウイング技術が、タップ数をさらに減少させるために使用される。ヒルバート変換器に関するこれらのおよび他の詳細は、例えば、A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, "Discrete-Time Signal Processing," Prentice-Hall, NJ, 1989, に示され

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2 \sin^2[\pi(n-n_d)/2]}{\pi(n-n_d)} & n = n_d \\ 0 & n \neq n_d \end{cases}$$

式(8)中のサイン関数の引き数中に現れる $\pi/2$ 項のために、インパルス応答 $h[n]$ は、全ての他の時刻においてゼロになる。

【0022】即ち、 $h[n]$ は、 $n = n_d$, $n = n_d \pm 2$, $n = n_d \pm 4$ などにおいてゼロである。例として、図2Aは、インパルス関数 $x[n]$ を示し、図2Bは、 $n_d = 9$ に対するヒルバート変換器の対応するインパルス応答 $h[n] = H\{x[n]\}$ を示す。図2Bから、インパルス応答 $h[n]$ は、 $n = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ などの値に対してゼロとなることが分かる。

【0023】因果関係のあるシルバート変換器への入力が、図3Aに示されているようなインパルス関数の列である場合、図3Bに示されているような対応するヒルバート変換 $H\{x[n]\}$ に交番するゼロは現れない。図3A中のインパルス関数の列は、 $\sum_k \delta(n-k)$ と表現される。図3B中の対応するヒルバート変換は、次式で与えられる。

【数9】

$$\sum_k \frac{2 \sin^2[\pi(n-n_d-k)/2]}{\pi(n-n_d-k)} \quad (9)$$

【0024】式(9)から、指数 k は加算プロセスの間1づつ増加するので、最終的な和に貢献する項の半分のみがゼロになることが分かる。したがって、如何なる n の値に対しても、和はゼロにはならず、図2Bとの関係で示された交番するゼロは、ヒルバート変換中に現れる事はない。これは、何故Q P S K信号が、従来の技術を使用してS S B信号に変換されないかを示す。特に、図1Bの従来のS S B変調器30におけるように、信号 $x[n]$ がコサイン搬送波を変調し、かつそのヒルバート変換がサイン搬送波を変調する場合、Q P S K直交位相信号 $y[n]$ のサイン搬送波への変調は、前述したように、ヒルバート変換との激しい干渉をもたらすことになる。

【0025】本発明は、同相信号 $x[n]$ のヒルバート変換中の交番するゼロを復元し、交番するゼロの位置において直交位相信号 $y[n]$ をヒルバート変換にインタリープすることにより、Q P S K信号をS S B信号として伝送することを可能にする。即ち、本発明によれば、

ている。

【0026】上述した理想的なヒルバート変換器は、 $n_d = (N-1)/2$ の遅れを導入することにより因果関係を持つものとすることができます。ここで、Nは奇数と仮定されている。結果としてのインパルス応答は、次式で与えられる。

【数8】

(8)

直交位相信号 $y[n]$ は、 $x[n]$ のヒルバート変換がゼロである位置に挿入され得る。例えば、 $x[n]$ が、図4Aに示されているように交番するゼロを含むインパルス列である場合、 $x[n]$ は、 $\sum_k \delta(n-2k)$ として表現的、かつ図4B中に示された対応するヒルバート変換は、次式で与えられる。

【数10】

$$\sum_k \frac{2 \sin^2[\pi(n-n_d-2k)/2]}{\pi(n-n_d-2k)} \quad (10)$$

【0026】式(10)の和において、 $n - n_d$ が偶数である場合、サイン関数の引き数は、加算プロセス全体について偶数のままであり、図4Bから分かるように、ゼロの和が得られることになる。信号 $x[n]$ が n_d におけるデルタ関数として現れる場合、即ち $x[n] = \delta(n - n_d)$ である場合、 $n = n_d$ におけるヒルバート変換の値は、ゼロとなる。同様に、 $x[n] = \delta(n - n_d - 2)$ であるとき、 $n = n_d + 2$ におけるヒルバート変換の値はゼロとなる。したがって、 $x[n]$ がゼロでないときは、その対応する時刻におけるヒルバート変換は、ゼロであり、またその逆も成り立つ。 $y[n]$ が、交番する時刻においてゼロであるように生成され得る場合、そのシルバート変換を交番するゼロを示すことになる。

【0027】したがって、本発明の例示的な実施形態は、交番する時刻においてゼロの値を有する2つの信号 $x[n]$ および $y[n]$ を生成するので、それらのヒルバート変換も、交番するゼロを示す。非ゼロ値の $x[n]$ および $y[n]$ が時間的に整列されている場合、そのそれぞれのヒルバート変換の非ゼロ値もまた時間的に整列されている。図1Aとの関係で、説明したように、従来のQ P S K変調は、一般に、コサイン搬送波上で $x[n]$ を伝送し、サイン搬送波上で $y[n]$ を伝送する。

【0028】Q P S K信号は、 $x[n]$ のヒルバート変換、即ち H_x をサイン搬送波上で送信し、かつ $y[n]$ のヒルバート変換、即ち H_y をコサイン搬送波上で送信することにより、本発明の例示的な実施形態により、S S B信号として送信され得る。したがって、 $x[n]$ お

より $y[n]$ が時間的に整列されている場合、 H_y は、如何なる干渉もなしに $x[n]$ でインタリーブし、同様に H_x は、如何なる干渉もなしに、 $y[n]$ でインタリーブすることになる。本発明による SSB フォーマットにおける QPSK 信号の送信のこれらおよび他の技術は、一般に、ここでは SSB-QPSK 変調と呼ばれる。

【0029】図 5 A, 5 B および 5 C は、従来の QPSK 変調（図 5 A）および従来の SSB 変調（図 5 B）のための送信フォーマット、および本発明による SSB-QPSK 変調（図 5 C）を比較する。伝送帯域幅は、3 つの伝送フォーマットのそれぞれに対して同じであることが仮定されている。従来の QPSK 伝送の場合において、I チャネル（即ち、 $x[n]$, $x[n+1]$, …）にもたらされる信号データおよび Q チャネル（即ち、 $y[n]$, $y[n+1]$, …）にもたらされる信号データは、図 5 A に示されているように、パルス整形の後に、それぞれのコサイン搬送波およびサイン搬送波に対して QPSK 変調器により変調される。

【0030】従来の SSB 伝送の場合において、信号データは、I チャネル（即ち、 $x[n]$, $x[n+1]$, …）にのみもたらされ、SSB 変調器は、図 5 B に示されているように、I チャネルデータのヒルバート変換（即ち、 $H_x[n]$, $H_x[n+1]$, …）を生成することにより、Q チャネルのための信号データを引き出す。

【0031】SSB-QPSK 変調の場合において、信号データは、図 5 C に示されているように、I チャネルおよび Q チャネルの両方にもたらされる。以下により詳細に説明される SSB-QPSK 変調器は、もたらされたデータの間をゼロで補間し、かつヒルバート変換を引き出すので、もたらされたデータおよび対応するヒルバート変換は、図示のように送信のために配列される。

【0032】SSB-QPSK 伝送フォーマットにおける I チャネルは、Q チャネル（即ち、 $y[n]$, $y[n+1]$, …）にもたらされたデータのヒルバート変換（即ち、 $H_y[n]$, $H_y[n+1]$, …）でインタリーブされた I チャネル（即ち、 $x[n]$, $x[n+1]$, …）にもたらされたデータを含む。同様に、SSB-QPSK 伝送フォーマット中の Q チャネルは、I チャネルデータのヒルバート変換（即ち、 $H_x[n]$, $H_x[n+1]$, …）でインタリーブされた Q チャネル中にもたらされたデータを含む。

【0033】図 6 は、上述した本発明の例示的な実施形態を具現化する例示的な SSB-QPSK 送信機 60 を示す。送信機 60 は、入力信号 $x[n]$ および $y[n]$ のもたらされたデータのそれぞれの間をゼロで補間するための補間デバイス 62 および 64 を含む。補間された信号 $x[n]$ は、2 つの部分に分離される。1 つの部分は、遅延要素 66 により遅延させられ、他の部分は、ヒルバートフィルタ 68 においてヒルバート変換される。

遅延要素 66 からの $x[n]$ の遅延されたバージョンは、信号結合器 70 に与えられ、 $x[n]$ のヒルバート変換は、別の信号結合器 72 に与えられる。遅延要素 66 の遅れは、ヒルバートフィルタ 68 によりもたらされる遅れと、整合するように選択される。

【0034】補間された信号 $y[n]$ は、同様に、ヒルバートフィルタ 74 および遅延要素 76 を使用して、 $y[n]$ のヒルバート変換を信号結合器 70 に与え、かつ $y[n]$ の遅延されたバージョンを信号結合器 70 に与えて処理される。遅延要素 76 の遅れは、ヒルバートフィルタ 74 によりもたらされる遅れに整合するように選択される。したがって、信号結合器 70 は、 $y[n]$ のヒルバート変換を $x[n]$ の遅延されたバージョンと加算し、かつ信号結合器 72 は、 $x[n]$ のヒルバート変換を $y[n]$ の遅延されたバージョンと加算して、図 5 C に示されたものと同様の I チャネルおよび Q チャネルデータ信号を生成する。

【0035】図 6 中の信号結合器 70 および 72 により実行される加算動作は、時間インタリービング動作として見ることができる。そして、I チャネルデータ信号は、フィルタ 78 においてパルス整形され、このパルス整形された信号は、ミキサ 80 において、コサイン搬送波信号 $\cos(\omega_c t)$ に対して変調される。同様に Q チャネルデータ信号は、フィルタ 82 においてパルス整形され、ミキサ 84 において、サイン搬送波信号 $\sin(\omega_c t)$ に対して変調される。ミキサ 80 および 84 からの I チャネルおよび Q チャネル RF 信号は、信号結合器 86 において結合されて、本発明による SSB-QPSK 信号 $z(t)$ を生成する。

【0036】本発明による SSB-QPSK 受信機の動作は、図 7 および 8 との関係で以下に説明される。コーヒーレントアナログ復調プロセスを具現化する通常の単一分岐 SSB 受信機は、受信された SSB 信号を局所的に生成されたコサイン搬送波と混合し、その結果を低域通過フィルタして $x(t)$ を復元する。SSB 信号のサイン項に到着する情報は、通常無視される。

【0037】図 7 は、SSB 信号のコサイン項およびサイン項の両者から情報を復元するために、本発明により受信された SSB 信号 $w(t)$ が直交復調されるデュアルプランチ SSB 受信機 90 を示す。SSB 信号 $w(t)$ のコサイン項に到着する I チャネル情報は、ミキサ 92 において $w(t)$ を $\cos(\omega_c t)$ と混合し、かつローパスフィルタ（LPF）94 においてその結果をローパスフィルタリングすることにより、コーヒーレント復調される。

【0038】LPF 94 の出力は、アナログ-デジタル（A/D）コンバータ 96 においてデジタル信号に変換されて、このデジタル信号はマッチドフィルタ（MF）98 を通されて、信号結合器 100 の入力に与えられる。SSB 信号 $w(t)$ のサイン項に到着する Q チャネル

ル情報は、ミキサ102において $w(t)$ を $\sin(\omega_{ct})$ と混合し、かつその結果をLPF104においてローパスフィルタリングすることにより、コヒーレント復調される。LPF104の出力は、A/Dコンバータ106においてデジタル信号に変換されて、このデジタル信号は、MF108を通される。MF108の出力は、ヒルバートフィルタ(HF)110においてヒルバート変換される。

【0039】上記の式(4)から、SSB信号のサイン項上のQチャネル情報は、一般に、 $x^* = H\{x\}$ に対応する。 $H\{x\}$ から x を得るために、受信機90は、 $H\{H\{x\}\} = -x$ というヒルバート変換の特性を使用する。したがって、 $H\{H\{x\}\}$ 即ち $-x$ に対応するHF110の出力は、 x を得るために、マルチプライヤ112においてそれを -1 とかけ算することにより反転される。マルチプライヤ112の出力は、信号結合器100においてMF98の出力と加算され、その結果は、 $x[n]$ を復元するために、スレッシュホールド装置114においてスレッシュホールドされる。

【0040】信号結合器100に与えられる信号は、コヒーレントに加算され、雑音は非コヒーレントに加算されるので、信号対雑音比は、信号結合器100における加算の後に有効に二倍になる。そして、受信機90は、従来のQPSK受信機と実質的に同じビット誤り率(BER)性能を得る。これと対称的に、上述した従来のシングルプランチSSB受信機のBER性能は、デュアルプランチSSB受信機90または従来のQPSK受信機のいずれかよりも約3dB悪くなる。

【0041】図8は、本発明の例示的な実施形態によるSSB-QPSK受信機120を示す。SSB-QPSK受信機120は、図2に示されたデュアルプランチ直交復調技術を使用して、上述したSSB-QPSK信号を復調する。到来するSSB-QPSK信号は、ミキサ122、LPF124、A/Dコンバータ126およびMF128をコサイン搬送波上のIチャネル情報を復元するために使用し、かつミキサ132、LPF134、A/Dコンバータ136およびMF138をサイン搬送波上のQチャネル情報を復元するために使用して直交復調される。

【0042】MF128および138の出力は、伝送チャネル中にもたらされた可能性のあるシンボル間干渉(ISI)を除去するイコライザ130に与えられる。得られた出力信号は、直列並列(S/P)コンバータ140および150において直列形式から並列形式に変換される。S/Pコンバータ140の出力におけるコサイン復調されたIチャネル信号は、実信号に対応し、S/Pコンバータ150の出力におけるサイン復調されたQチャネル信号は、虚信号に対応する。

【0043】S/Pコンバータ140からの実信号は、 $x[n]$ データ部分および H_y ヒルバート変換部分に分

割される。同様に、S/Pコンバータ150からの虚信号は、 $y[n]$ データ部分と H_x ヒルバート変換部分に分割される。IチャネルおよびQチャネル信号の合成は、図5Cとの関連で上述された。S/Pコンバータ140からの H_y ヒルバート変換部分は、図7との関連で示された方法で、ヒルバートフィルタ142およびマルチプライヤ144により処理され、そして信号結合器146において、S/Pコンバータ150からの $y[n]$ データ部分と結合される。

【0044】得られる結合された信号は、スレッシュホールド装置148においてシュレッシュホールドされて、出力信号 $y[n]$ が得られる。同様に、S/Pコンバータ150からの H_x ヒルバート変換部分は、ヒルバートフィルタ152およびマルチプライヤ154により処理され、S/Pコンバータ140からの $x[n]$ データ部分と、信号結合器156において結合されて、結果として得られる結合された信号は、スレッシュホールド装置160においてスレッシュホールドされて、出力信号 $x[n]$ が得られる。

【0045】本発明のSSB-QPSK変調技術は、従来のSSBおよびQPSK変調と実質的に同じスペクトル効率を提供するが、特定のアプリケーションにおいて、SSBおよびQPSKの両者を越える利点を提供することができる。例えば、レイリーフェージングされた移動体無線チャネルにおける等価欠陥がある場合、本発明のSSB-QPSK変調は、従来のSSBまたはQPSK変調よりもよりよいBER性能を提供することができる。

【0046】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、ビット誤り率性能を向上させることが可能なSSB-QPSK変調を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】A 従来のQPSK変調器の構成を示す図。

B 従来の離散時間SSB変調器の構成を示す図。

【図2】A インパルス関数を示す図。

B インパルス関数のヒルバート変換を示す図。

【図3】A インパルス列を示す図。

B インパルス列のヒルバート変換を示す図。

【図4】A ゼロ補間されたインパルス列を示す図。

B ゼロ補間されたインパルス列のヒルバート変換を示す図。

【図5】従来のQPSK、従来のSSB、および本発明の一実施形態によるSSB-QPSKの変調フォーマットを比較する図。

【図6】本発明の一実施形態によるSSB-QPSK受信機の構成を示す図。

【図7】本発明の一実施形態によるデュアルプランチSSB受信機の構成を示す図。

【図8】本発明の一実施形態によるSSB-QPSK受

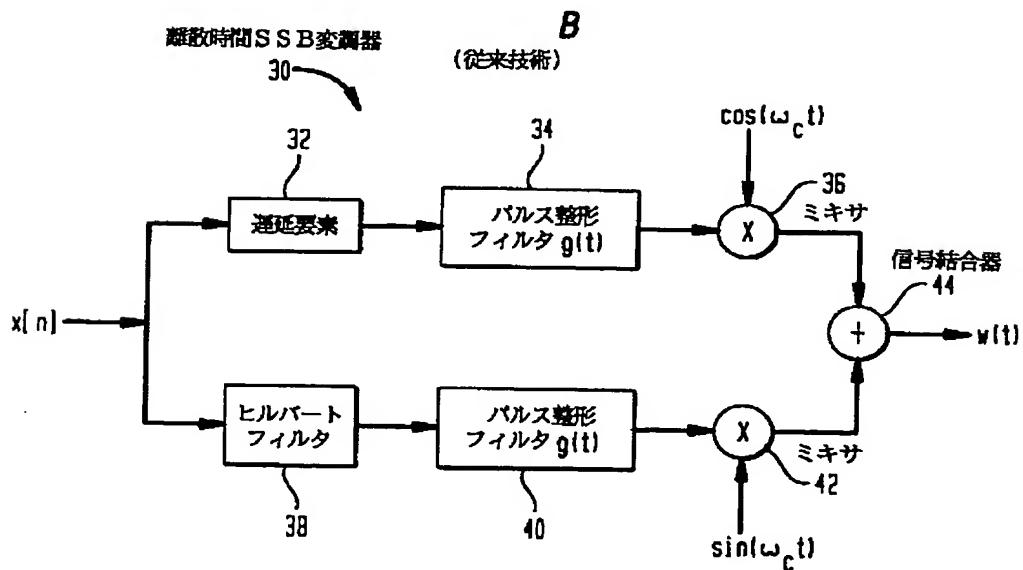
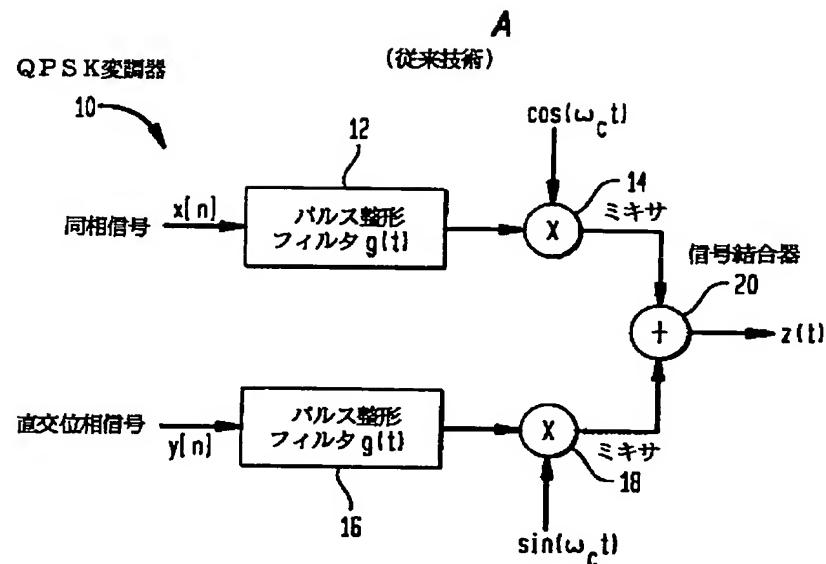
信機の構成を示す図。

【符号の説明】

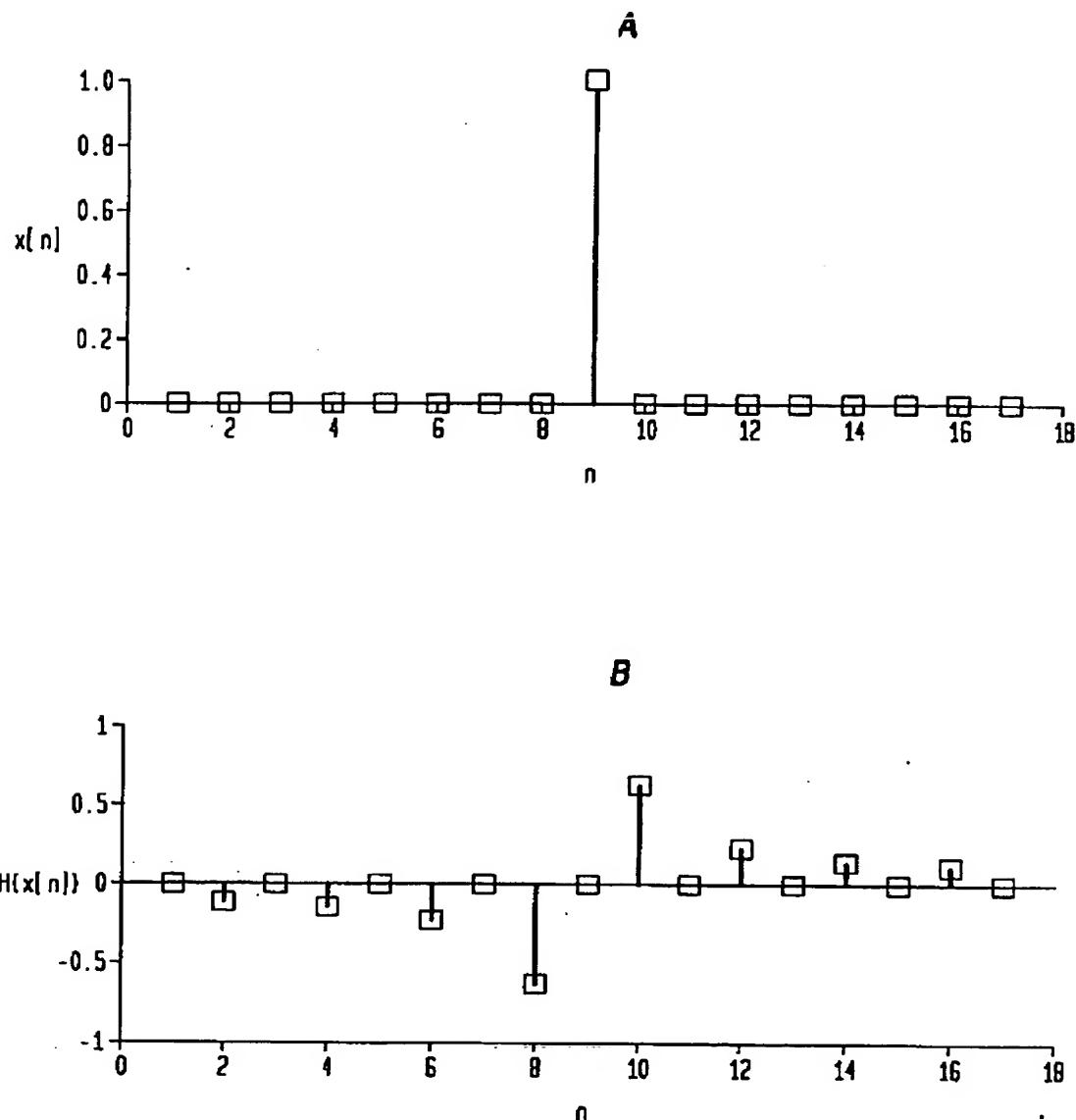
60 S S B-Q P S K送信機
62, 64 補間装置
66, 76 遅延要素

68, 74 ヒルバートフィルタ
70, 72, 86 信号結合器
80, 84 ミキサ
82 パルス整形フィルタ

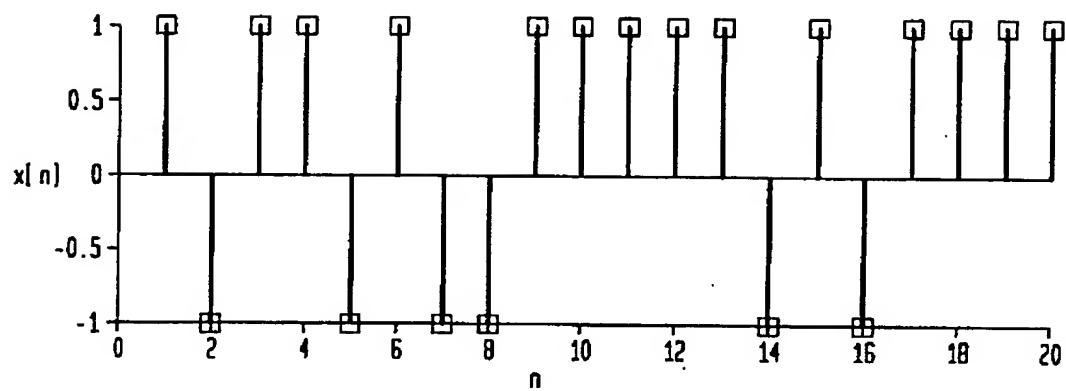
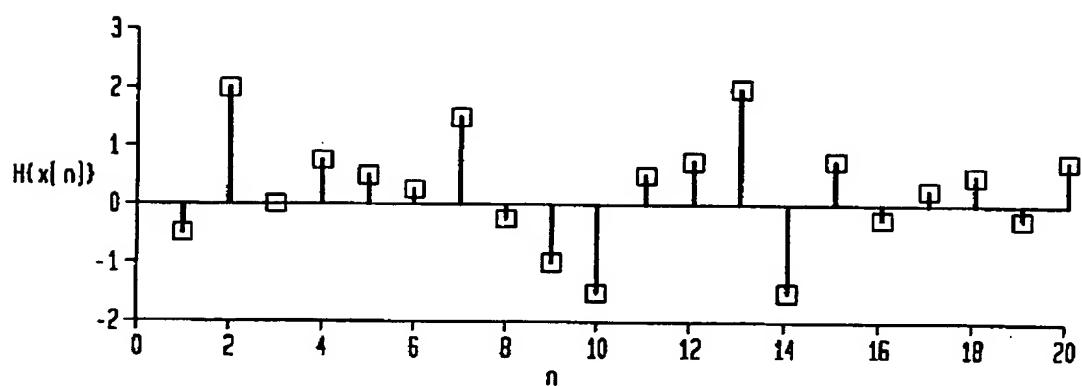
【図1】



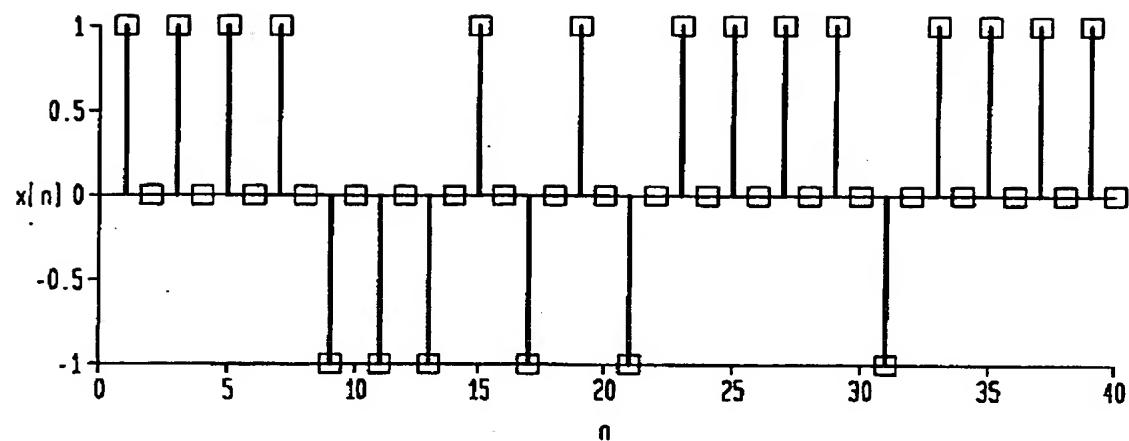
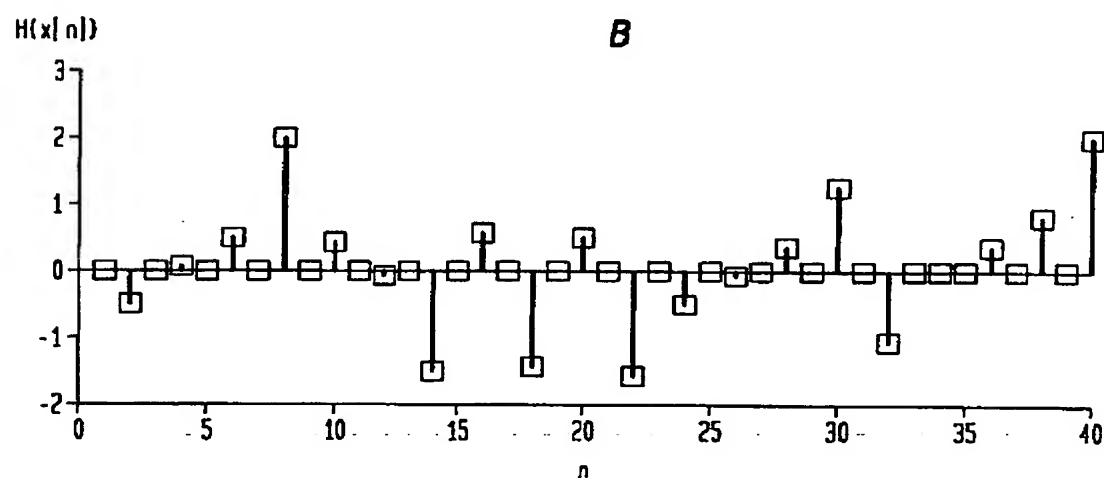
【図2】



【図3】

A**B**

【図4】

A**B**

【図5】

A

変調器入力におけるデータ		変調器出力におけるデータ	
I-チャネル	$x[n]$	$x[n+1]$	
0-チャネル	$y[n]$	$y[n+1]$	

B

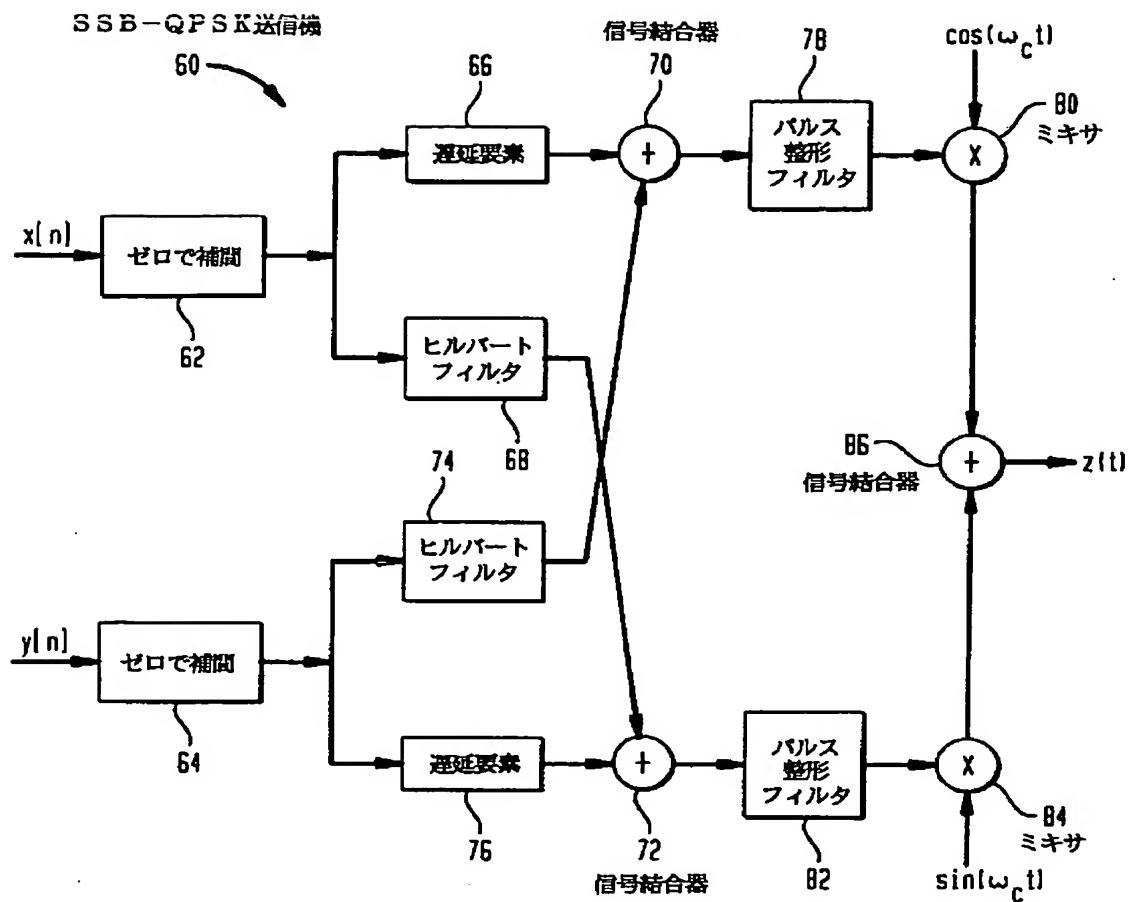
変調器入力におけるデータ				変調器出力におけるデータ				
I-チャネル	$x[n]$	$x[n+1]$	$x[n+2]$	$x[n+3]$	$x[n]$	$x[n+1]$	$x[n+2]$	$x[n+3]$
0-チャネル					$H_x[n]$	$H_x[n+1]$	$H_x[n+2]$	$H_x[n+3]$

C

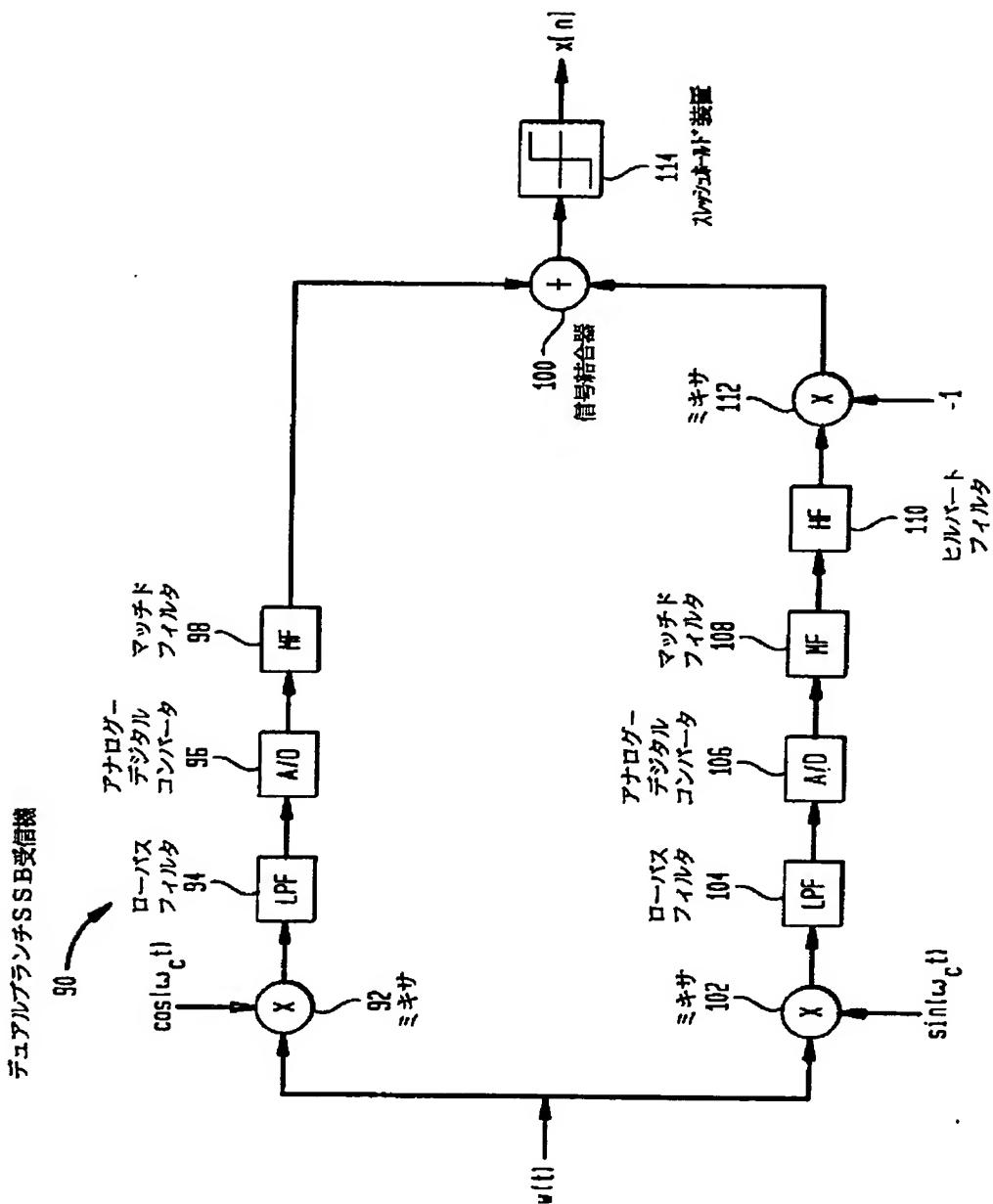
変調器入力におけるデータ		変調器出力におけるデータ	
I-チャネル	$x[n]$	$x[n+1]$	$x[n]$
0-チャネル	$y[n]$	$y[n+1]$	$H_y[n]$

変調器入力におけるデータ		変調器出力におけるデータ	
I-チャネル	$x[n]$	$H_y[n]$	$x[n+1]$
0-チャネル	$y[n]$	$H_x[n]$	$y[n+1]$

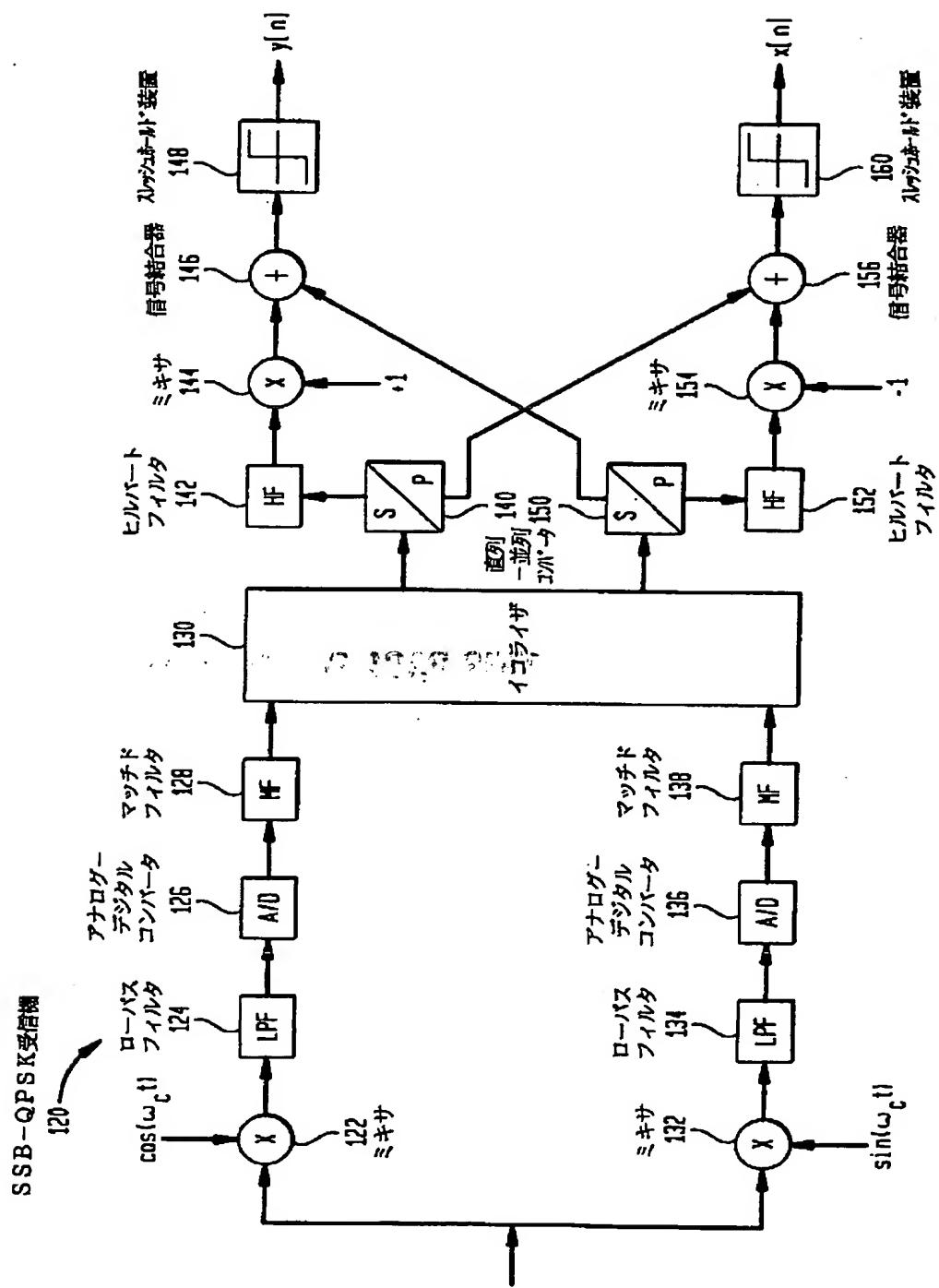
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(71) 出願人 596077259

600 Mountain Avenue,
 Murray Hill, New Je
 rsey 07974-0636 U. S. A.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.
As rescanning these documents will not correct the image
problems checked, please do not report these problems to
the IFW Image Problem Mailbox.**

THIS PAGE BLANK (USPTO)